

Auslese der FUNKTECHNIK

Zeitschrift für das Gesamtgebiet der Elektronentechnik

Verantwortlich für den Inhalt: Prof. Dr.-Ing. F. Bergtold VDE, z. Zt. Kiel
Mitarbeiter: M. von Ardenne, Berlin . Prof. Dr. Benz, Wien . Dr. L. Brück, Berlin . Dr. F. Fuchs, München . J. Kammerloher, Berlin . Dr. O. Macek, München . Dr. H. Roosenstein, Berlin . Dr. W. Runge, Berlin . Dr. H. Schwarz, München . Dr. K. Steimel, Berlin . Obering. R. Urtel, Berlin . Prof. Dr. H. Wigge, Köthen u. a.

In diesem Heft vor allem:

Hochfrequenz-Stromzuführung zu beweglichen Teilen

Aus dem Inhalt:

In den folgenden Heften:

Aufgaben: Hochfrequenztechnische Konstruktionen; Akustische Grundgleichungen; Offene Fragen der Empfängertechnik; Kapazitive Spannungsteiler; Stromquellen mit gesteuertem Innenwiderstand

Franckh'sche Verlagshandlung, Abt. Technik
Stuttgart-O, Pfizerstraße 5/7

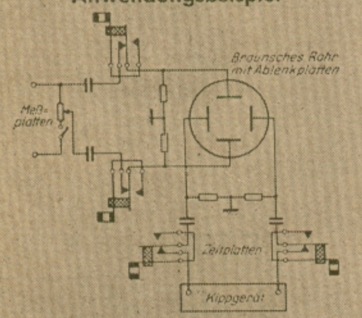
Funkauslese Jg. 4 Schluß-Nr. 6 S. 77–92 Stuttgart, Februar 1943



Vielseitige Anwendungsmöglichkeiten in der Meß-, Hochfrequenz- und Fernmeldetechnik

Raumsparend · billig · leistungssteigernd
hoher Isolationswiderstand · geringe Kapazität
einfacher Anbau · hohe Schaltleistung

Anwendungsbeispiel



Anordnung von Schaltbuchsen in den Ablenkplattenkreisen des Braunschen Rohres: Beim Zuführen von fremden Spannungen werden die im Gerät erzeugten Spannungen abgeschaltet

Verlangen Sie ausführliche Druckschriften

ALLGEMEINE ELEKTRICITÄTS-GESELLSCHAFT

Technisch-Physikalische Werkstätten, Berlin-N. 7753

Gelegenheits-Anzeigen

werden nur gegen Vorauszahlung aufgenommen. Wortpreis 8 Pfg., fettgedruckt 15 Pfg. Überweisung auf Postscheckkonto Stuttgart Nr. 100 erbeten, mit Angabe wofür.

Suche 1 Funkeninduktor, 10 bis 15 cm Schlagweite, 1 Gleichrichter, 12 V, für 220 V Wechselstrom, 1 Milliamperemeter 0 bis 1, oder 0 bis 10 MA, sowie verschiedene Geißlersche Röhren. Gebe eventuell auch gewünschte Gebrauchsgegenstände mit in Zahlung. Angebote an Adalbert Dischinger, Wilhelmshaven, Schaardeich 51

Permanent-dynamischer Lautsprecher, auch System allein, zu kaufen gesucht. Krentler, Nürnberg-Süd, Hirschensuhl 33.

Elektrische Meßgeräte zu kaufen gesucht. Angebote unter A 132 an die Geschäftsstelle des Blattes.



Reichsarbeitsgemeinschaft Schadenverhütung

Rundfunk- und Elektro-Mechaniker,

die für neuartige Entwicklungsarbeiten Interesse haben, in das Laboratorium und den Versuchsbau eines Werkes für Gerätebau für Feinwerktechnik im Erzgebirge, Nähe Dresden, gesucht. Angebote unter Beifügung eines handgeschriebenen Lebenslaufes erbeten unter B 440 an Ala Dresden A 1, Prager Straße 6.



Schalter aller Art, Widerstände, Spulen und Zubehör, Morsetasten, Summer und viele andere Bauteile

ALFRED LINDNER
MACHERN 35 (Bezirk Leipzig)
Werkstätten für Feinmechanik
Lieferung jetzt nur für Wehrmacht und Export

Die Zeitschrift „Auslese der Funktechnik" darf nach Anweisung aus kriegswirtschaftlichen Gründen vorübergehend nur noch viermal im Jahr statt bisher sechsmal im Jahr erscheinen. Vom Reichskommissar für die Preisbildung wird das Einverständnis für die Preisregelung eingeholt.

Wir werden uns bemühen, auf dem verringerten Raum unseren Lesern so viel wertvollen Stoff wie nur möglich zu bieten. Verständnis für diese Kriegsmaßnahme hat ja sicherlich jeder Bezieher unserer Zeitschrift.

Sobald es die Wirtschaftslage gestattet, wird unsere Zeitschrift wieder wie bisher erscheinen.

Schriftleitung und Verlag der Zeitschrift „Auslese der Funktechnik"

O/1106

Auslese der Funktechnik

Zeitschrift für das Gesamtgebiet der Elektronentechnik

Unter Mitarbeit von

M. von Ardenne, Prof. Dr. Benz, Dr. L. Brück, Dr. F. Fuchs
J. Kammerloher, Dr. O. Macek, Dr. H. Roosenstein
Dr. W. Runge, Dr. H. Schwarz, Dr. K. Steimel
Obering. R. Urtel, Prof. Dr. H. Wigge u. a.

herausgegeben von

Prof. Dr.-Ing. F. Bergtold VDE.

Vierter Jahrgang

1942-1943



FRANCKH'SCHE VERLAGSHANDLUNG / STUTTGART

Hochfrequenz-Stromzuführung zu beweglichen Teilen

Von Dr. O. Macek, München

Es gibt wohl kaum ein hochfrequenztechnisches Gerät, bei dem nicht irgend ein beweglicher, hochfrequenzführender Teil vorhanden wäre. Die Zuführung der Hochfrequenz an den beweglichen Teil muß Eigenschaften besitzen, die einen störungsfreien Betrieb gewährleisten. Im folgenden wird nun untersucht, welche Eigenschaften der Hochfrequenzkonstrukteur den Zuführungen zu den beweglichen Schaltelementen zu geben hat und wie die Forderungen, die an die Störungsfreiheit und Betriebssicherheit derartiger Konstruktionen gestellt werden, technisch befriedigt werden können.

Einteilung

Die technische Gestaltung der Hochfrequenz-Zuführung zu beweglichen Leitern hängt vor allem davon ab, welcher Drehwinkel von dem beweglichen Teil (Rotor eines Drehkondensators, bewegliche Spule eines Variometers, Schleifkontakt eines Potentiometers) überstrichen werden soll. Kleine Drehwinkel sind naturgemäß leichter zu beherrschen als große. Am schwierigsten wird es, wenn keine Drehwinkelbegrenzung vorhanden sein darf. Man unterscheidet grundsätzlich zwei Arten von Zuführungen:

a) Für begrenzte Drehwinkel: die bewegliche Leitung, die an ihren Enden fest angeschlossen ist (Band, Spiralfeder, Torsionsfeder), und
b) sowohl für begrenzte wie für unbegrenzte Drehwinkel: den Schleifkontakt.

Die bewegliche Leitung und ihre Widerstände

Die Bilder 1 bis 4 zeigen einige gebräuchliche Konstruktionen für bewegliche Leitungen. Der Übergangs-Wirkwiderstand ist hier, da die Enden der beweglichen Leitung fest verlötet oder festgeklemmt sind, gering und meist praktisch gleichbleibend. Die Verdrehung des Bandes bedeutet aber Formänderungen, die die Induktivität und auch – in geringem Maße – die Kapazität der beweglichen Leitung beeinflussen. Ihr Gesamt-Blindwiderstand aus L und C ist so-

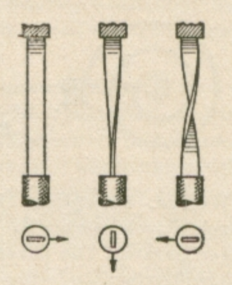


Bild 1

mit eine Funktion des Drehwinkels. In der Praxis kommt es darauf an, daß diese Funktion eindeutig und gleichbleibend ist. In

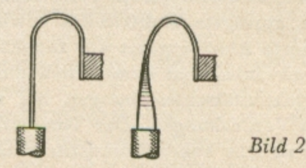


Bild 2

diesem Fall können die Widerstandsänderungen der beweglichen Leitung mitgeeicht werden und dann des weiteren unberück-

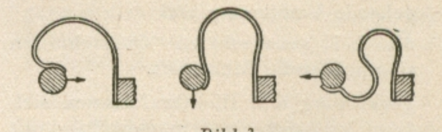


Bild 3

sichtigt bleiben. An gröberen Fehlern sind bei beweglichen Leitungen zu vermeiden:

a) sprunghafte Änderungen des Widerstandes,
b) nennenswerte Blindwiderstandsänderungen bei Erschütterungen.

Zu a). Gibt man der Spirale (Bild 4) zu viele Windungen, so können sich gelegentlich in bestimmten Stellungen benachbarte Windungen berühren, was sprunghafte Änderungen sowohl des Wirkwiderstandes wie

des Blindwiderstandes der beweglichen Leitung zur Folge hat. Die Isolation des Bandes schließt bei Berührungen die sprunghaften Änderungen des Wirkwiderstandes praktisch aus und mildert die sprunghaften Änderungen des Blindwiderstandes ganz wesentlich.

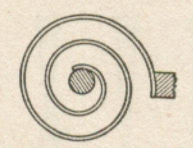


Bild 4

Zu b). Weiche, bewegliche Leitungen können durch Erschütterungen leicht in Schwingungen geraten. Die davon herrührenden Blindwiderstandsänderungen verursachen mitunter Modulationen der Hochfrequenzspannung.

Von den in den Bildern 1 bis 4 gezeigten Konstruktionen hat das Torsionsband (Bild 1) die geringste Induktivität sowie die geringste Abhängigkeit der Induktivität vom Drehwinkel und damit auch die kleinsten Induktivitätsabweichungen bei wiederholten Verdrehungen. Das Torsionsband kann bis zu sehr hohen Frequenzen benutzt werden. Seine Nachteile sind:

1. Die in achsialer Richtung große Ausdehnung,
2. die mit der Verdrillung Hand in Hand gehende Verkürzung und
3. die bei annehmbaren Querschnitten ziemlich große Richtkraft.

Verkürzung und Richtkraft lassen sich dadurch bekämpfen, daß man das Band mit Querwellen versieht oder daß man an Stelle eines Blechbandes ein gewebtes Band verwendet.

Recht günstig erscheint die Anordnung nach Bild 2, bei der das Band nicht gewellt zu sein braucht. Die Biegung des Bandes ermöglicht hier einen zwanglosen Längenausgleich. Die Nachteile gegenüber der Anordnung nach Bild 1 bestehen in einer etwas höheren Induktivität und in ein wenig größeren Induktivitätsabweichungen bei mehrfachen Verdrehungen

Die Richtkraft ist bei den beweglichen Leitungen nach den Bildern 3 und 4 im allgemeinen geringer als bei den Anordnungen nach den Bildern 1 und 2. Die kleinste Richtkraft weist die Spiralfeder nach Bild 4 auf. Sie hat aber zwei Nachteile: Die Erschütterungsempfindlichkeit sowie die verhältnismäßig große Induktivität, die hier stark vom Drehwinkel abhängt.

Die Konstruktion des Schleifkontaktes

Die zweite Art der Verbindungen mit hochfrequenzführenden beweglichen Teilen sind die Schleifkontakte, eine Form der Stromzuführung, die aus der Starkstromtechnik übernommen wurde. Die Schleifkontakte gestatten beliebige Drehwinkel des beweglichen Teiles.

Die bekanntesten Konstruktionen sind in den Bildern 5 bis 11 gezeigt. In der Anord-

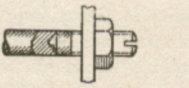


Bild 5

nung nach Bild 5 geschieht die Übertragung über einen Konus und eine konische Vertiefung. In der Anordnung nach Bild 6 ist

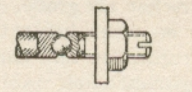


Bild 6

zwischen den feststehenden Teil und die drehbare Achse eine Kugel eingefügt. Hier liegen zwei Übergangsflächen in Reihe.

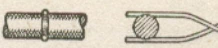


Bild 7

Bild 7 zeigt eine mit einer Rille versehene Achse, in der eine Runddrahtfeder schleift. Bei der in Bild 8 dargestellten Konstruktion ist die Rille in eine besonders aufge-

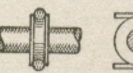




Bild 8

tion ist die Rille in eine besonders aufgesetzte Scheibe eingeschnitten. Hiermit ergeben sich längere Schleifwege und größere

Schleifflächen und damit Kontaktflächen, was auch für die selbsttätige Reinigung der Kontaktflächen günstig sein kann, sowie eine größere Bremswirkung, die meist erwünscht ist und die z. B. bei An-

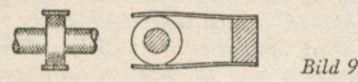


Bild 9

ordnungen nach Bild 1 bis Bild 4 künstlich erzielt werden muß. Ähnlich der Anordnung nach Bild 8 ist die nach Bild 9. Durch das Band wird nur eine größere Kontaktfläche erzielt. In Bild 10 sehen wir

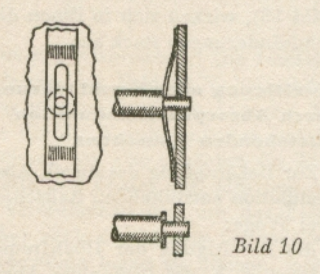


Bild 10

eine Stromzuführungsfeder, deren Druck in achsialer Richtung wirkt. Besonders viel wird – und zwar sogar auch für Geräte mit begrenztem Drehwinkel – die in Bild 11 veranschaulichte Abwandlung der Kon-

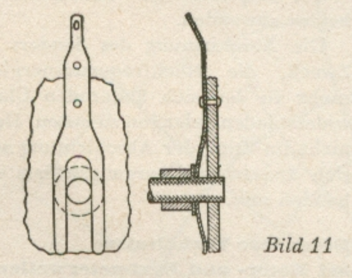


Bild 11

struktion nach Bild 10 gezeigt. Die in achsialer Richtung drückende Blattfeder ist geschlitzt, so daß sie sich bequem anbringen läßt und ihre beiden Hälften weitgehend unabhängig voneinander federn können. An ihrem Ende läuft sie in eine Lötöse aus. Die Übertragung geschieht nicht unmittelbar auf die Achse, sondern auf eine Gleitscheibe, die mit einem auf die Achse aufgezogenen Rohr gut leitend verbunden ist. Die Feder wird durch zwei Nieten in ihrer Lage gehalten.

Die achsial drückenden Schleiffedern (Bilder 10 und 11) bieten den Vorteil, das achsiale Lagerspiel unwirksam zu machen und die achsiale Einstellung des drehbaren Teiles an einem einzigen Lager zu ermöglichen.

Übergangswiderstände und Geräusche

Bei Schleifkontakten treten Störungen, wie Kratzgeräusch und Rauschen, häufig auf. Aber auch Ungleichmäßigkeiten in der Hochfrequenzspannung von Sendern können von Schleifkontakten mit wechselnden Übergangswiderständen herrühren.

Hinter einer nur geringen Niederfrequenzverstärkung werden die schwachen, von Schleifkontakten herrührenden Kratzgeräusche kaum über den sonstigen, durch den Brumm gegebenen Störspiegel emporragen. Dagegen werden bei hoher Niederfrequenzverstärkung die von Schleifkontakten herrührenden Geräusche stark herausgehoben.

Für Hochfrequenzkreise kann man die in ihrer spektralen Zusammensetzung dem Röhren- oder Widerstandsrauschen verwandten Schleifkontaktgeräusche als „mechanisches Rauschen" bezeichnen, da sie ursprünglich durch eine mechanische Bewegung hervorgerufen werden. Die Bewegung bewirkt Widerstandsänderungen. Diese haben ihrerseits wieder eine Modulation der Hochfrequenzströme zur Folge.

Geräusche durch Absorptionsmodulation

Schleifkontakte brauchen, um störend wirken zu können, nicht unbedingt in einem eigentlichen Hochfrequenzstromkreis zu liegen. Durch die mannigfachen Kopplungen in einem Gerät gelangt Hochfrequenzenergie auch an Stellen des Geräteaufbaues, die schaltungsmäßig nicht zum Hochfrequenzstromkreis gehören. Wenn sich an einer solchen Stelle irgendein Schleifkontakt befindet, wirkt die durch ihn verursachte Widerstandsänderung auf den Hauptstromkreis zurück, womit ein Rau-

schen möglich wird. Bild 12 veranschaulicht dies. Kreis I gehört zu einem Hochfrequenzsender, Kreis II ist ein irgendwie mit ihm

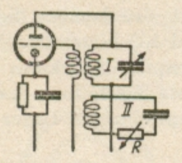


Bild 12

gekoppelter Kreis. Dieser Kreis, der durchaus nicht abgestimmt zu sein braucht und in den meisten Fällen aus Teilen des mechanischen Aufbaues (Gehäuse, Achsen, Triebe, Haltevorrichtungen usw.) gebildet wird, entzieht dem Senderkreis I Energie. Das Ausmaß der entzogenen Energie ist abhängig von den Widerständen, die im Kreis selbst oder in dem Kopplungsweg vorhanden sind. Dadurch wirkt eine Veränderung der Widerstände in Kreis II auf den Kreis I zurück. Diesen Vorgang nennt man Absorptionsmodulation.

Sie tritt auch bei rein mechanischen Bauelementen auf: Das Drehen einer Achse, die in ihren Lagern einen stark wechselnden Widerstand hat, oder das Verstellen einer Schraubspindel, das Betätigen einer Schalter-Raste oder ähnliche rein mechanische Bewegungen können eine Modulation der Hochfrequenzenergie bewirken und über einen nachgeschalteten Niederfrequenzverstärker ein Kratz-Geräusch oder eine Rauschspannung entstehen lassen.

Beseitigung oder Verminderung des mechanischen Rauschens

Es gilt, die Schleifkontakte rauschfrei zu machen oder das von ihnen herrührende Rauschen soweit zu unterdrücken, daß es bei der größten einstellbaren Verstärkung oder bei der empfindlichsten Messung nicht mehr stört.

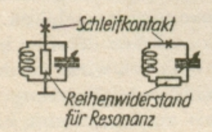


Bild 13

In manchen Fällen hilft bereits das Reinigen der Kontaktstellen oder eine Vergrößerung des Federdruckes. Das kleinste Eigenrauschen zeigen Schleifkontakte mit großer Oberfläche und starkem Federdruck, für die also der Übergangswiderstand – absolut genommen – schon sehr klein ist.

Doch kommt es nicht allein auf den Absolutwert an. In Kreisen mit geringen Reihenwiderständen sollen Schleifkontakte möglichst vermieden werden, da hier sogar die Widerstandsänderungen gut konstruierter Schleifkontakte den Gesamtwiderstand erheblich beeinflussen. Da Senderkreise meist niedere Reihenwiderstände aufweisen (Bild 13), wirken sich in ihnen die Widerstandsänderungen stark aus.

Beseitigung oder Verminderung des durch Absorptionsmodulation entstehenden Rauschens

Zur Bekämpfung des durch Absorptionsmodulation entstehenden Rauschens gibt es zwei Wege:

1. die Beseitigung der Hochfrequenzkopplung, d. h. die lückenlose Abschirmung des Senders, und
2. die Überbrückung der die Störung verursachenden Übergangswiderstände durch für Hochfrequenz geeignete Schleifkontakte niederen Widerstandes.

Bei empfindlichen Geräten wird man beides anwenden.

Die Abschirmung des Senders hat den Zweck, die Hochfrequenzenergie nicht mehr zu den sich ändernden Übergangswiderständen gelangen zu lassen. Dabei darf nicht im Zuge der Abschirmung selbst ein sich ändernder Übergangswiderstand vorhanden sein.

Besondere Verhältnisse bei Meter- und Dezimeterwellen

Bei Ultrakurzwellen besteht die Gefahr, daß irgend welche mechanische, aber elektrisch leitende Aufbauelemente, die an und für sich mit der Hochfrequenzschaltung nichts zu tun haben, für bestimmte Frequenzen Eigenresonanzen zeigen. Hierbei kann die durch Absorptionsmodulation hervorgerufene Störung besonders groß werden.

Aufgaben-Auslese

Hier folgen zunächst die Lösungen zu den Aufgaben aus Heft 4. Daran anschließend werden neue Aufgaben gestellt.

Zu 1. Es gelten folgende bekannte Beziehungen, auf die wir uns hier stützen wollen:

$$E = -\frac{d\Phi}{dt} \cdot w = -L \cdot \frac{dI}{dt}.$$

Daraus folgt, wenn wir berücksichtigen, daß hier $w = 1$ und I mit Φ verhältnisgleich ist:

$$L = \frac{\Phi}{I}.$$

Hierin ist z. B. einzusetzen: Die Induktivität in Henry, das Feld in Voltsekunden je Windung und der Strom in Ampere. Als Grundlage für die Ermittlung der Induktivität zeichnen wir also zunächst das Bild des magnetischen Feldes auf. Um uns die Sache zu vereinfachen und um das Feldbild nachher auch der Lösung der zweiten Aufgabe zugrunde legen zu können, nehmen wir an, daß sich im Innern des Leiters und der benachbarten Wand kein Magnetfeld ausbilde.

Wir zeichnen gemäß Bild 1 den halben Leiter und das benachbarte Wandstück in hinreichend großem Maßstab auf. Nun ziehen wir gefühlsmäßig die Feldlinie a, die das Magnetfeld halbieren soll. Indem wir beachten, daß die Feldlinien und die Linien gleicher Spannung sich in einem solchen Bild rechtwinklig kreuzen, ziehen wir die Linie b so, daß sie mit der Symmetrielinie einerseits und mit den Querschnitt-Begrenzungslinien des Leiters sowie der Wand anderseits möglichst quadratähnliche Vierecke bildet. Dann ziehen wir die Linien c und d, die die Feldteile zwischen Leiter und mittlerer Feldlinie, sowie zwischen Wand und mittlerer Feldlinie wiederum halbieren. Dazu gehören dann die Linien e, f, g, h, i und j. Wenn nicht schon beim Ziehen der Linie b, so müssen wir mindestens jetzt die zuerst gezogenen Linien verlegen, um zu erreichen, daß sich die Linien stets senkrecht überkreuzen und daß der mittlere Abstand zweier benachbarter Feldlinien an derselben Stelle dem mittleren Abstand der zwei zugehörigen Spannungslinien gleich wird, so daß quadratähnliche Vierecke entstehen können. Ist das erreicht, so ziehen

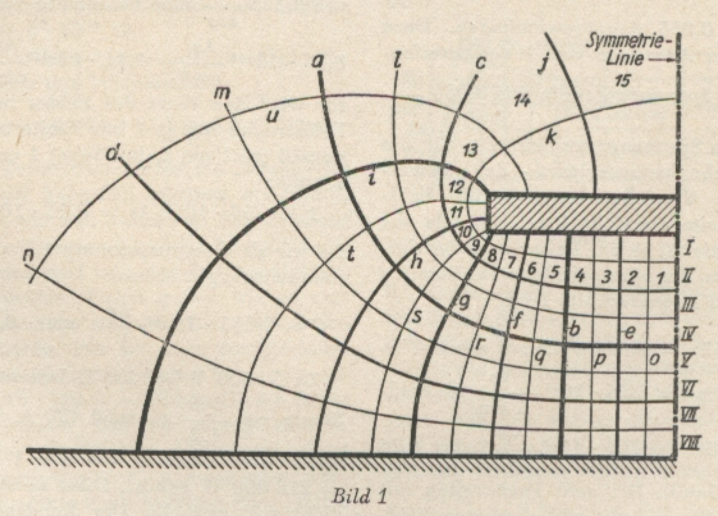


Bild 1

wir jeweils in der Mitte nochmals Feldlinien (k, l, m, n) und ebenso Spannungs-

linien (o, p, q, r, s, t, u) – natürlich immer Hand in Hand mit den dafür notwendigen Verlegungen der schon vorhandenen Linien!

So bekommen wir schließlich die Feldstreifen I bis VIII und für die aufgezeichnete Hälfte der Anordnung die Spannungsabschnitte 1 bis 15. Zu jedem Feldstreifen gehört der gleiche Feldanteil und zu jedem Spannungsabschnitt der gleiche Bruchteil der magnetischen Gesamtspannung. Dort, wo ein Streifen z. B. breit ist, herrscht eine nur geringe Felddichte oder ein nur kleines Spannungsgefälle. Der Maßstab, in dem der Querschnitt der Anordnung ausgeführt wird, ist für die Induktivität gleichgültig. Zu doppelten Abmessungen gehört z. B. die doppelte Feldlinienlänge, also bei gleichem Strom halbes Spannungsgefälle und damit halbe Felddichte, aber auch doppelter Feldquerschnitt, was bei halber Felddichte wieder denselben Feldwert bedeutet.

Fließt in dem Leiter als Hinleitung und der Wand als Rückleitung ein Strom von 1 A, so entfällt auf jeden der 2×15 Streifen eine magnetische Spannung von $\frac{1}{30}$ = rund 0,033 Amperewindungen. Dazu gehört bei Annahme von 1 cm Streifenbreite ein Spannungsgefälle von $0{,}033\ \frac{\text{A}}{\text{cm}}$.

Zu 1 cm Spannungsstreifenbreite für die magnetische Spannung wird – der quadratähnlichen Vierecke wegen – die Feldstreifenbreite ebenfalls 1 cm und, da wir die Induktivität je cm Leiterlänge bestimmen sollen, der zum einzelnen Feldstreifen gehörige Feldquerschnitt 1 cm².

Zu $0{,}033\ \frac{\text{A}}{\text{cm}}$ erhalten wir bei einer Windung mit $\mu_0 = 1{,}25 \cdot 10^{-8}\ \frac{\text{Vs}}{\text{A cm}}$ als Felddichte $1{,}25 \cdot 0{,}033 \cdot 10^{-8}\ \frac{\text{Vs}}{\text{cm}^2}$ (oder $1{,}25 \cdot 0{,}033$ Gauß). Bei acht Feldstreifen mit je 1 cm² Querschnitt gibt das einen Feldwert von $8 \cdot 1{,}25 \cdot 0{,}033 \cdot 10^{-8}\ \text{Vs} = 3{,}3 \cdot 10^{-9}$ Vs. Das ist der Wert von Φ. I hatten wir mit 1 A angenommen. Somit wird die Induktivität je cm Leiterlänge:

$$L = 3{,}3 \cdot 10^{-9}\ \text{H}.$$

Zu 2. Bild 1 gilt auch für das elektrische Feld, wobei sich gegenüber dem Magnetfeld die Bedeutung der Linien vertauscht. Z. B. laufen hier die Linien gleicher Spannung wie beim Magnetfeld die Feldlinien. Nehmen wir als Spannung 1 V an, so erhalten wir für jeden der acht Streifen, die zwischen je zwei benachbarten Linien gleicher Spannung liegen: $\frac{1}{8} = 0{,}125$ V; für eine Streifenbreite von 1 cm gibt das $0{,}125\ \frac{\text{V}}{\text{cm}}$. Für Luft bei normalem Druck gilt wie für den leeren Raum:

$$\frac{\text{Felddichte}}{\text{Spannungsgefälle}} = 8{,}86 \cdot 10^{-14}\ \frac{\frac{\text{As}}{\text{cm}^2}}{\frac{\text{V}}{\text{cm}}} = 8{,}86 \cdot 10^{-14}\ \frac{\text{As}}{\text{V cm}}.$$

Somit gehört zu einem Spannungsgefälle von $0{,}125\ \frac{\text{V}}{\text{cm}}$ eine Felddichte von $0{,}125 \cdot 8{,}86 \cdot 10^{-14}\ \frac{\text{As}}{\text{cm}^2} = 1{,}11 \cdot 10^{-14}\ \frac{\text{As}}{\text{cm}^2}$. Hierfür wird der Wert des Feldes bei 2×15 Feldstreifen mit je 1 cm Breite und demgemäß (zu 1 cm Leiterlänge) 1 cm² Querschnitt:

$$1{,}11 \cdot 30 \cdot 10^{-14}\ \text{As} = 0{,}33 \cdot 10^{-12}\ \text{As}.$$

Da wir als Gesamtspannung 1 V angenommen hatten, gilt ebenso:

$$C = 0{,}333 \cdot 10^{-12}\ \frac{\text{As}}{\text{V}} \quad \text{oder} \quad 0{,}333\ \text{pF}.$$

Zu 3. 500 V bei 1,2 Ω bedeuten einen Strom von $\frac{500}{1{,}2}$ = rund 420 A, wozu bei 500 V eine Leistung von 500 V · 420 A = 210 000 W gehört. Diese Leistung wird nicht voll erreicht. Der Kondensator hat auch einen Leitungswiderstand. Abgesehen davon, kann der Strom infolge der im Ent-

ladestromkreis unvermeidlichen Induktivitäten nicht sofort den errechneten Höchstwert erreichen. Im nächsten Augenblick aber hat die Spannung schon abgenommen, so daß weder der errechnete Stromhöchstwert noch die oben genannte Leistung voll auftreten, wenn auch der Kondensator eine ziemlich hohe Kapazität hat. Nehmen wir für den Entladestromkreis eine Leitungslänge von 100 cm an und rechnen wir je cm Leitungslänge eine Induktivität von etwa 5 nH, so gibt das 500 nH, oder 0,5 μH. Aus der Beziehung

$$U = -E = L\frac{\mathrm{d}I}{\mathrm{d}t} \quad \text{oder} \quad \frac{\mathrm{d}I}{\mathrm{d}t} = \frac{U}{L}$$

folgt mit $U = 500\,\mathrm{V}$ und $L = 0{,}5 \cdot 10^{-6}\,\mathrm{H}$ ein Stromanstieg von $\frac{500 \cdot 10^{6}}{0{,}5} = 10^{9}\,\frac{\mathrm{A}}{\mathrm{s}}$.

Die Zeitkonstante berechnet sich für Induktivität und Widerstand zu

$$\frac{L}{R} = \frac{0{,}5 \cdot 10^{-6}}{1{,}2} \approx 0{,}4 \cdot 10^{-6}\,\mathrm{s}.$$

10 μF sind gleichbedeutend mit 10 Mikroamperesekunden je Volt. Somit hat unser Kondensator bei 500 V eine Ladung von 5000 Mikroamperesekunden $= 5000 \cdot 10^{-6}\,\mathrm{As} = 5 \cdot 10^{-3}\,\mathrm{As}$.

Die Entladezeitkonstante beträgt für Kondensator und Widerstand

$$C \cdot R = 10 \cdot 10^{-6} \cdot 1{,}2 = 12 \cdot 10^{-6}\,\mathrm{s}.$$

Mit den Zeitkonstanten für die Induktivität und für die Kapazität zeichnen wir Bild 2, aus dem wir den zeitlichen Stromverlauf für das Zusammenwirken der Kapazität mit dem Widerstand und der Induktivität ermitteln wollen. Dabei gehen wir so vor: Wir betrachten zunächst die erste halbe Mikrosekunde. Für sie wäre der Entladestrom bei gleichbleibender Spannung im Mittel 0,43 · 420 A = 180 A. Da die Spannung in dieser Zeit ein wenig absinkt, würde der tatsächliche Mittelwert etwas tiefer liegen, was hier – wie wir sehen werden – allerdings noch bedeutungslos bleibt: Für die erste halbe Mikrosekunde beträgt die mittlere Spannung etwa das 0,98fache des vollen Wertes. In Wirklichkeit sinkt die Spannung hier jedoch nur etwa um die Hälfte – also statt um 2% nur um rund 1% ab, da der Stromwert ja hier wegen der Induktivität ganz roh gerechnet halb so groß ist wie ohne die Induktivität. Für den



Bild 2

Zeitpunkt 0,5 μs kommen wir also auf das 0,99 · 0,7 ≈ 0,7fache des vollen Stromes. Die Spannung des Kondensators sinkt mit dessen Ladung. Diese geht von 5000 μAs um 180 A · 0,5 μs = 90 μAs, also auf das $\frac{4910}{5000} \approx 0{,}985$fache zurück (Bild 3).

In der Zeit von 0,5 μs bis 1 μs hat der mittlere Strom nach Bild 1 das 0,82fache des Höchstwertes. Die Spannung hat in diesem Zeitraum nicht mehr den vollen Wert, sondern (siehe Bild 3) etwa das

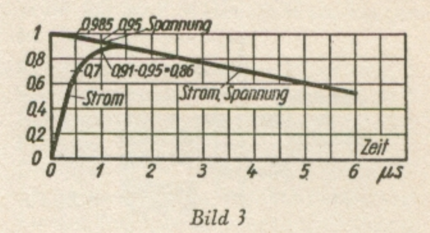


Bild 3

0,97fache davon. Wir rechnen also statt mit dem 0,82fachen mit dem 0,82 · 0,97 ≈ 0,8fachen. Das sind 420 A · 0,8 = 335 A, womit die Aufladung des Kondensators um weitere 335 A · 0,5 μs ≈ 168 μAs zurückgeht. Mit den vorher erhaltenen 90 μAs sind das 258 μAs. Die Aufladung und damit die Spannung sinken demzufolge auf das $\frac{4742}{5000} \approx 0{,}95$fache. Der Strom steigt demgemäß statt auf das 0,91fache (Bild 2)

nur etwa auf das 0,91 · 0,95 ≈ 0,86fache (Bild 3). Weitere Punkte zu berechnen, erübrigt sich wohl, da die Stromkennlinie in Bild 2 sich sehr rasch dem Wert 1 nähert. Die Spannungskennlinie in Bild 3 verläuft somit von dem eben bestimmten zu 1 µs gehörigen Punkt ab ungefähr parallel zu dem zu den gleichen Spannungswerten gehörigen Stück der Spannungskennlinie von Bild 2, wobei die Stromkennlinie bald in die Spannungskennlinie übergeht. Als Höchstwert des Entladestromes erhalten wir mit Bild 3 etwa 420 A · 0,88 = 370 A. Den zeitlichen Verlauf der Entladeleistung (Strom × Spannung) zeigt Bild 4.

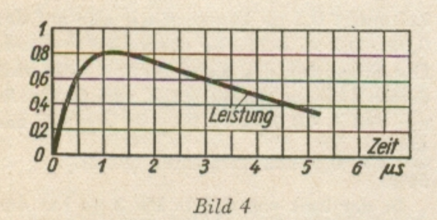


Bild 4

Zu 4. Wir können entweder eine Hintereinanderschaltung verwenden, in der Teilwiderstände für die Wechselströme kurzgeschlossen werden (Bild 5), oder eine Ne-

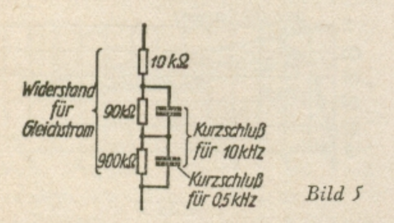


Bild 5

beneinanderschaltung, in der Teilwiderstände je nach Stromart gesperrt werden. Wir wählen als Siebglieder zunächst einfache Kondensatoren. Es gilt:

$$C_F = \frac{1}{\omega_{Hz} \cdot R_{c\,\Omega}} \quad \text{oder}$$

$$C_{nF} = \frac{1000}{\omega_{kHz} \cdot R_{ck\,\Omega}}.$$

Wir betrachten die Bilder 5 und 6 gemeinsam: Für 0,5 kHz muß der kapazitive Widerstand beide Male klein gegen 100 kΩ bzw. 110 kΩ sein.

Also R_c z. B. $\frac{100}{20} = 5$ kΩ. Das gibt:

$$C = \frac{1000}{2 \cdot \pi \cdot 0{,}5 \cdot 5} = \frac{1000}{3{,}14 \cdot 5} \approx 64 \text{ nF}.$$

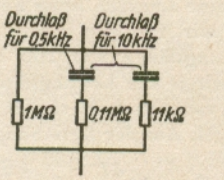


Bild 6

Für 10 kHz muß der kapazitive Widerstand beide Male klein gegen 10 kΩ bzw. 11 kΩ sein. Also R_c z. B. $\frac{10}{20} = 0{,}5$ kΩ. Das gibt:

$$C = \frac{1000}{2 \cdot \pi \cdot 10 \cdot 0{,}5} = \frac{1000}{62{,}8 \cdot 0{,}5} \approx 32 \text{ nF}.$$

Dieser Wert ist leider nicht brauchbar. Zu ihm gehört nämlich für 0,5 kHz

$$R_c = \frac{1000}{2 \cdot \pi \cdot 0{,}5 \cdot 32} = \frac{1000}{3{,}14 \cdot 32} \approx 10 \text{ k}\Omega.$$

Damit für 0,5 kHz die 90 kΩ in Bild 5 nicht überbrückt werden bzw. der Weg über die 11 kΩ in Bild 6 nicht geöffnet wird, muß der kapazitive Widerstand des den 90 kΩ nebengeschalteten Kondensators für 0,5 kHz groß gegen 90 kΩ sein, also z. B. 20 · 90 kΩ = 1800 kΩ betragen, während für die Schaltung nach Bild 6 etwa 20 · 100 kΩ = 2000 kΩ zu verlangen sind. Es könnte die Aussicht bestehen, daß sich dies mit Reihenresonanz für 10 kHz verhältnismäßig leicht erreichen

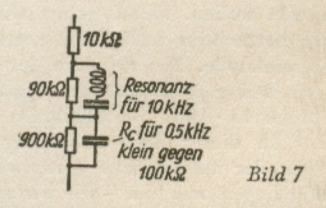


Bild 7

läßt (Bilder 7 und 8). Wir wählen zum Beispiel die Schaltung nach Bild 8.

Für diese Schaltung gilt mit dem überschlägig ermittelten Widerstand

$$R_c = 2000 \text{ k}\Omega:$$

$$C = \frac{1000}{62{,}8 \cdot 2000} \approx 0{,}008 \text{ nF} \quad \text{oder} \quad 8 \text{ pF}.$$

Dazu würde eine Induktivität gehören, die für 10 kHz als induktiven Widerstand ebenfalls 2000 kΩ aufwiese.

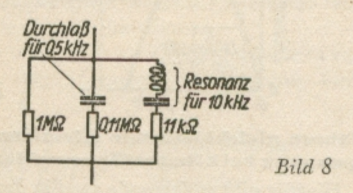


Bild 8

$$L = \frac{R_{L\text{k}\Omega}}{\omega_{\text{kHz}}} = \frac{2000}{62{,}8} = 32 \text{ H}.$$

Eine solche Induktivität hat aber eine beträchtliche Eigenkapazität, was in Anbetracht der nur 8 pF unmöglich ist.

Folglich ziehen wir noch einen zweiten Weg in Betracht: Wir ergänzen die vorher für 10 kHz berechneten 32 nF durch eine nebengeschaltete Induktivität (Bild 9) zu

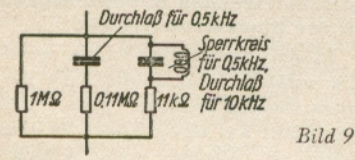


Bild 9

einem Sperrkreis für 0,5 kHz. Die Induktivität beträgt für 0,5 kHz zu einem kapazitiven Widerstand von 10 kΩ (siehe oben):

$$L = \frac{R_{L\text{k}\Omega}}{\omega_{\text{kHz}}} = \frac{10}{3{,}14} = 3{,}18 \text{ H}.$$

Der Sperrkreis hat für seine Resonanzfrequenz von 0,5 kHz einen Resonanz-(wirk-)widerstand. Dieser muß wenigstens gleich 0,1 MΩ sein, so daß sein Einfluß durch Vermindern des Leitwertes des 0,5 kHz-Zweiges ausgeglichen werden kann. Beträgt der Resonanzwiderstand für 0,5 kHz z. B. 0,1 MΩ, so wäre der Mittelzweig von Bild 9 überhaupt wegzulassen. Damit müßte der Widerstand für die 10 kHz entsprechend geringer bemessen werden.

Neue Aufgaben:

1. Es ist die Verstärkung eines Verstärkers abhängig von seiner Reglerstellung nachzumessen. Leider steht kein Instrument zur Verfügung. Lediglich mehrere feste Widerstände, eine Gleichstrom-Widerstandsmeßbrücke und mehrere Kopfhörer sind vorhanden.
2. Ein Spannungszeiger hat 120 Skalenteile und einen Meßbereich von 60 V. Passende Vorwiderstände fehlen. Der Widerstand des Spannungszeigers ist unbekannt und läßt sich im Augenblick auch nicht nachmessen. Vorhanden sind nur zwei genaue Widerstände (mit 80 kΩ und mit 200 kΩ). Die zu messende Spannung ist so hoch, daß der Zeiger bei Anschalten des Instrumentes ohne Vorwiderstand zu weit ausschlägt. Mit dem 80 kΩ-Widerstand ergeben sich rund 117 Skalenteile, mit 200 kΩ nur etwa 89 Skalenteile. Es darf angenommen werden, daß sich die gemessene Gesamtspannung nicht ändert. Welchen Wert hat sie? Welchen Wert hat der Instrumentenwiderstand?
3. Ein Abstimmkreis soll aus einer verlustbehafteten Spule und einem als verlustfrei anzusehenden Kondensator für eine Frequenz von 1 MHz hergestellt werden. Die Spulengüte ist in dem hier in Betracht kommenden Induktivitätsbereich von der Induktivität nahezu unabhängig. Induktivität und Kapazität sind zu bestimmen. Der Resonanzwiderstand des Kreises soll möglichst hoch liegen. Die mit dem Abstimmkreis zusammenwirkenden Schaltkapazitäten betragen ungefähr 50 pF mit möglichen Schwankungen von 5 pF. Diese Schwankungen dürfen Frequenzänderungen von höchstens 1 % bewirken. Verlangt sind die Werte für die Induktivität, die Kapazität und den Resonanzwiderstand.

F. Bergtold.

Stromquellen mit Belastungsausgleich

Von Dr.-Ing. F. Bergtold, F.P. 05997H.

Man arbeitet in der gesamten Elektrotechnik vorzugsweise mit Nebeneinanderschaltung. Sämtliche nebeneinander liegenden Stromzweige haben dieselbe Klemmenspannung. Deshalb erleichtert es den Betrieb der Nebeneinanderschaltungen wesentlich, wenn der Wert der Klemmenspannung unabhängig von den jeweiligen Betriebsbedingungen bleibt. Wir betrachten hier nach einigen allgemeinen Überlegungen und nach einem Blick auf die Starkstromtechnik die Möglichkeiten, die in dieser Hinsicht mit Verstärkerröhren bestehen.

Stromquellen mit nahezu gleichbleibender Klemmenspannung

Jede Stromquelle hat eine innere Spannung (eine „EMK") und einen Innenwiderstand. Damit die Klemmenspannung von Belastungsänderungen möglichst unbeeinflußt bleibt, muß bei Fehlen irgendwelcher besonderen Kompensationsanordnungen die innere Spannung weitgehend unabhängig von der Belastung bleiben und der innere Widerstand einen sehr kleinen Wert aufweisen (Bild 1).

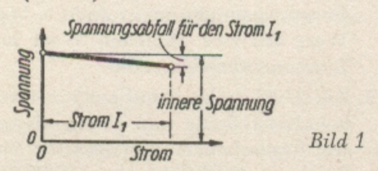


Bild 1

Überblicken wir den für eine solche Stromquelle geltenden Zusammenhang zwischen Klemmenspannung und Belastungsstrom vom Leerlauf bis zum Kurzschluß, so sehen wir, daß der zu einigermaßen gleichbleibender Klemmenspannung ausnutzbare Betriebsbereich einen nur geringen Teil aller möglichen Betriebsfälle umfaßt (Bild 2). Lassen wir die Erwärmungsfrage außer acht und gehen wir von der abgebbaren Leistung aus, so erkennen wir, daß die gewöhnliche Stromquelle, falls ihre Klemmenspannung nur wenig absinken darf, bei weitem nicht ausgenutzt wird (Bild 3).

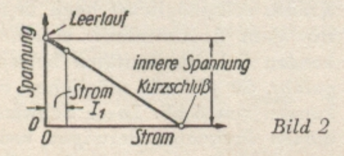


Bild 2

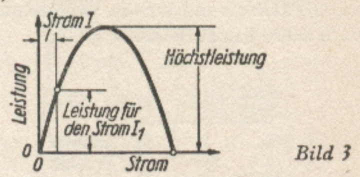


Bild 3

Nahezu gleichbleibende Klemmenspannung bei höherem Innenwiderstand

Hierfür gibt es folgende zwei in der Elektronentechnik ausgenutzte Möglichkeiten:

a) Ein neben der Belastung liegender Stromzweig, der seine Spannung festhält, wobei er um so mehr Strom aufnimmt, je geringer der Belastungsstrom ausfällt. Damit beschäftigen wir uns hier.

b) Ein in Reihe mit der Belastung liegender Stromzweig, dessen Widerstand sich mit wachsender Belastung vermindert. Darauf kommen wir später zurück.

Der zusätzliche Stromzweig mit der gleichbleibenden Klemmenspannung in der Starkstromtechnik

In der Starkstromtechnik wendet man die zusätzliche Belastung, die die Klemmenspannung nahezu gleich hält, mit Rücksicht auf einen hohen Wirkungsgrad kaum an. Ähnlich wirkt jedoch in der Starkstromtechnik das Pumpspeicherwerk, bei dem man in Zeiten geringer Belastung Wasser mit elektrischem Antrieb in einen Hochbehälter pumpt, von wo es für die Zeiten der Belastungsspitzen ein Turbinen-Aggregat antreibt.

Die Glimmlampe als zusätzlicher Stromzweig

In der Fernmeldetechnik dient sie vielfach als zusätzliche Belastung (Bild 4). Die Glimmlampe wirkt dadurch, daß beträchtliche Stromänderungen zu geringen Spannungsänderungen gehören. Steigt die Spannung an der Belastung und damit an der

Glimmlampe, so wächst der Glimmlampenstrom beträchtlich an, womit der Spannungsabfall am Innenwiderstand der

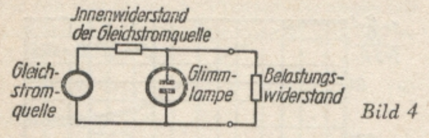


Bild 4

Stromquelle wächst und demgemäß der Spannungsanstieg wesentlich kleiner ausfällt als ohne Glimmlampe.

Wir wollen das an Kennlinienbildern verfolgen. Bild 5 zeigt die Kennlinie einer



Bild 5

Stromquelle und drei Belastungskennlinien, deren zugehörige Belastungswiderstände sich wie 1 : 2 : 4 verhalten. Es ergeben sich als Schnittpunkte drei Betriebsfälle. Bei Verminderung des Widerstandes im Verhältnis 4 : 1 (die beiden äußeren Belastungskennlinien) ergibt sich eine beträchtliche Spannungsänderung. Bild 6 enthält eine der drei Belastungskennlinien von Bild 5 und dazu eine Glimmlampenkennlinie. Letztere entspringt – wie die zu einem Ohmschen Widerstand gehörige Belastungskennlinie – dem Punkt Strom = 0, Spannung = 0, geht aber zunächst senkrecht hoch, bis die Glimmlampe zündet, da ja bis zum Zünden noch kein Strom fließt, dann fällt sie ziemlich steil ab, um anschließend flach anzusteigen. Wichtig ist für uns hier nur der von links nach rechts flach ansteigende Ast der Glimmlampenkennlinie. Die zu der

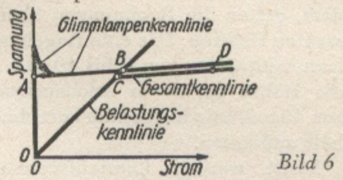


Bild 6

Nebeneinanderschaltung aus der Ohmschen Belastung und der Glimmlampe gehörige Gesamtkennlinie erhalten wir, indem wir die jeweils zur gleichen Spannung gehörigen Ströme zusammenzählen. Dies ist in Bild 6 für die dort zu den Punkten A und B gehörigen Glimmlampenströme durch die Punkte C und D angedeutet. Bild 7 enthält wieder die Stromquellenkennlinie und dazu die drei Gesamtkennlinien für die Belastung mit nebengeschalteter Glimmlampe. Wir erkennen, wie gering hier die Spannungs-

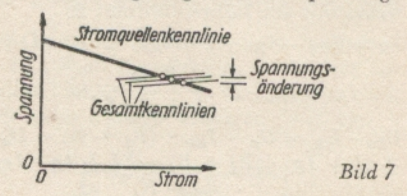


Bild 7

änderung im Vergleich zu Bild 5 ausfällt, wenn der (Ohmsche) Belastungswiderstand im Verhältnis 1 : 2 : 4 geändert wird. Bild 8 veranschaulicht, daß das Nebenschalten der Glimmlampe auch solche Spannungsänderungen stark vermindert, die bei gleichbleibendem Widerstand der Belastung durch Änderungen der inneren Stromquellenspannung bewirkt werden.

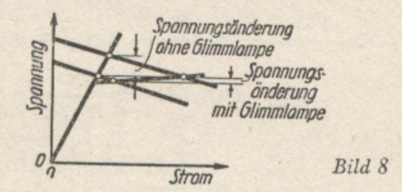


Bild 8

Die selbsttätig gesteuerte Röhre als zusätzlicher Stromzweig

Die in Bild 4 angedeutete Röhre erhält die Gitterspannung von dem im Gesamtstromweg liegenden Widerstand R. Steigt der Gesamtstrom an, so wächst der Spannungsabfall an R. Damit sinkt der Röhrenstrom. Demgemäß geht der Spannungsabfall in dem Innenwiderstand R_i der Stromquelle weniger weit zurück als ohne die zusätzliche Röhrenschaltung.

Wir betrachten Bild 9 rechnerisch und verwenden dazu die dort eingetragenen Formelzeichen, wobei wir außerdem die Klemmenspannung U für Leerlauf ($R_a = \infty$) mit U_0 sowie den für Leerlauf sich einstellenden Röhrenstrom mit I_{Ro} bezeich-

nen. Fließt ein Belastungsstrom I, so gilt ohne die Röhrenschaltung:

$$U_o - U = I \cdot R_i. \qquad (1)$$

Mit der Röhrenschaltung (Index k bedeutet Kompensation) erhalten wir für Leerlauf:

$$U_{ko} = U_o - I_{Ro} \cdot (R_i + R) \qquad (2)$$

und für Belastung

$$U_k = U_o - (I + I_R) \cdot (R_i + R), \qquad (3)$$

wobei mit der Röhrensteilheit S:

$I_R = I_{Ro} - (I_R + I - I_{Ro}) \cdot R \cdot S$. Daraus

$$I_R = I_{Ro} - I \cdot \frac{R \cdot S}{1 + R \cdot S}, \qquad (4)$$

$$U_{ko} - U_k = U_o - I_{Ro} \cdot (R_i + R) - U_o + (I + I_R) \cdot (R_i + R) = (I + I_R - I_{Ro}) \cdot (R_i + R)$$

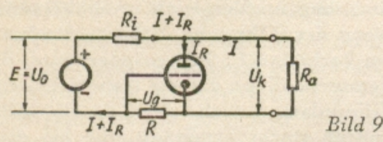


Bild 9

und daraus mit (4) $U_{ko} - U_k =$

$$= \left(I + I_{Ro} - I\frac{R \cdot S}{1 + R \cdot S} - I_{Ro}\right) \cdot (R_i + R) =$$

$$= I \cdot \frac{1 + R \cdot S - R \cdot S}{1 + R \cdot S} \cdot (R_i + R) =$$

$$= U_{ko} - U_k = I \frac{R_i + R}{1 + R \cdot S} =$$

$$= I \cdot R_i \frac{1 + \frac{R}{R_i}}{1 + R \cdot S}. \qquad (5)$$

Bild 10 gibt ein Beispiel für den Verlauf des Faktors von R_i. Die Gleichung (5) vereinfacht sich für: $R \cdot S \gg 1$ und $R \gg R_i$ zu:

$$U_{ko} - U_k \approx I \cdot \frac{1}{S} \qquad (6)$$

und für: $R \cdot S \gg 1$, aber nicht $R \gg R_i$ zu:

$$U_{ko} - U_k \approx I \cdot \left(\frac{R_i}{R \cdot S} + \frac{1}{S}\right). \qquad (7)$$

Aus (5) folgt, daß eine Kompensation nur erfolgt, wenn $S > \frac{1}{R_i}$ ist. Haben wir es also z. B. mit einem Innenwiderstand von $2\,\text{k}\Omega$ zu tun, so muß die Steilheit der Röhre größer als $\frac{1}{2\,\text{k}\Omega}$ oder $\frac{1\,\text{mA}}{2\,\text{V}} = 0{,}5\,\frac{\text{mA}}{\text{V}}$ sein.

Wir wollen nun die weiteren Bemessungsfragen erörtern: Aus (2) folgt, daß die Leerlaufspannung der Stromquelle höher ge-

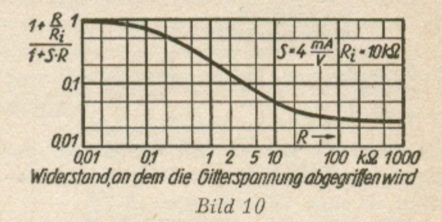


Bild 10

wählt werden muß als die Leerlaufspannung der gesamten Schaltung. Die notwendige Erhöhung der Leerlaufspannung der Stromquelle beträgt:

$$U_o - U_{ko} = I_{Ro} \cdot (R_i + R).$$

Rechnen wir z. B. mit $I_{Ro} = 10\,\text{mA}$ und $R = 10\,\text{k}\Omega$, so ergibt sich abhängig vom Wert des Widerstandes R eine notwendige Erhöhung der Stromquellen-Leerlaufspannung gemäß Bild 11. Dieses Bild zeigt, daß es unter den gewählten Bedingungen unwirtschaftlich ist, mit R über $10\,\text{k}\Omega$ hinauszugehen, zumal der Innenwiderstand in seiner Auswirkung hierbei schon auf das etwa 0,027fache gesunken ist, während er im vorliegenden Fall äußerst auf das 0,025fache sinken kann.

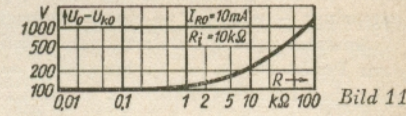


Bild 11

Unseren Rechnungen haben wir jeweils einen bestimmten Wert der Steilheit zugrunde gelegt. Sofern sich die Steilheit innerhalb der betriebsmäßig eingehaltenen Röhrenstromgrenze nicht wesentlich ändert, gelten die Rechnungen über den gesamten Bereich. Für eine Regelung bei Belastungsströmen von 0 bis 40 mA muß also die Röhre in einem Anodenstrombereich von 40 mA mindestens die berechnete Steilheit aufweisen.

Meist werden Leerlaufspannung U_{ko}, höchster Wert I_H des Belastungsstromes und Klemmenspannung U_k bei voller Belastung gegeben sein. Der für Leerlauf der

Schaltung (Belastungsstrom = 0) geltende Röhrenstrom liegt hier im allgemeinen höher als der Belastungsstrom und zwar ganz roh um 30 bis 50 Prozent. Nehmen wir letzteres vorsichtshalber an, so gilt $I_{Ro} = 1{,}5\, I_H$ und mit (2):

$$U_o = U_{ko} + 1{,}5\, I_H\,(R_i + R); \qquad (8)$$

außerdem gilt mit (5):

$$\frac{R_i + R}{1 + R \cdot S} = \frac{U_{ko} - U_k}{I_H}. \qquad (9)$$

Wenn wir für R_i nun außerdem einen Anhaltspunkt haben, können wir bei Annahme von S den Widerstand R aus (9) und schließlich U_o aus (8) berechnen.

R_i muß, wenn der ganze Aufwand überhaupt einen Sinn haben soll, höher sein als der Wert, der sich aus

$$R_i' = \frac{U_{ko} - U_k}{I_H}$$

ergibt. R_i' ist der Widerstand, den die Stromquelle aufweisen darf, wenn der verlangte Wert von $U_{ko} - U_k$ bei dem gegebenen Wert von I_H eingehalten werden soll.

Ein Zahlenbeispiel

Es seien folgende Werte gegeben:

$$U_{ko} = 300\,\text{V}, \qquad U_k = 270\,\text{V},$$
$$I_H = 10\,\text{mA}, \qquad R_i = 10\,\text{k}\Omega.$$

Wir bestimmen zunächst R_i':

$$R_i' = \frac{U_{ko} - U_k}{I_H} = \frac{300\,\text{V} - 270\,\text{V}}{10\,\text{mA}} =$$
$$= 3\,\text{k}\Omega = \frac{R_i + R}{1 + R \cdot S}.$$

Nun berechnen wir daraus mit der Annahme $S = 2\,\frac{\text{mA}}{\text{V}}$ den Wert des Widerstandes R:

$$3\,\text{k}\Omega = \frac{10\,\text{k}\Omega + R}{1 + R \cdot 2\,\frac{\text{mA}}{\text{V}}}$$

oder $3\,\text{k}\Omega + R \cdot 6 = 10\,\text{k}\Omega + R$,

also $R = 1{,}4\,\text{k}\Omega$.

Hiermit gewinnen wir aus (8) noch U_o:

$$U_o = 300\,\text{V} + 1{,}5 \cdot 10\,\text{mA} \cdot (10 + 1{,}4)\,\text{k}\Omega = 471\,\text{V}.$$

Im Leerlauf geht durch die Röhre bei einer Anodenspannung von 300 V ein Strom von 15 mA, wozu am Widerstand R eine Spannung von $15\,\text{mA} \cdot 1{,}4\,\text{k}\Omega = 17{,}1\,\text{V}$ und für die Röhre eine Anodenverlustleistung von $15\,\text{mA} \cdot 300\,\text{V} = 4500\,\text{mW}$ gehören. Wir wählen die AD1, die bei 300 V Anodenspannung sowie 15 mA Anodenstrom etwa $2\,\frac{\text{mA}}{\text{V}}$ Steilheit aufweist und rund 68 V negative Gitterspannung erfordert. Da 17,1 V an R auftreten, müssen wir zusätzlich $68\,\text{V} - 17\,\text{V} = 51\,\text{V}$ z. B. mit Hilfe einer Batterie erzeugen (Bild 12).

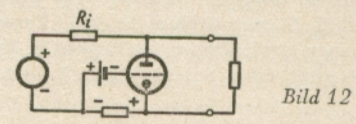


Bild 12

Eine andere Schaltung

Wenn wir schon eine Batterie verwenden, können wir auch daran denken, die Schaltung nach Bild 13 zu wählen. In ihr wird der Widerstand R lediglich vom Belastungsstrom durchflossen, wobei wir günstigere Verhältnisse bekommen. Diese sind durch die wesentlich höhere Span-

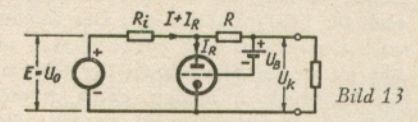


Bild 13

nung der wie in Bild 12 unbelasteten Batterie allerdings ziemlich teuer erkauft. Aus Bild 13 können wir folgende an Stelle von (2), (3), (4) und (5) tretenden Beziehungen ablesen:

$$U_{ko} = U_o - I_{Ro} \cdot R_i, \qquad (2')$$
$$U_k = U_o - (I + I_R) \cdot R_i - I \cdot R, \qquad (3')$$
$$I_R = I_{Ro} - I \cdot R \cdot S, \qquad (4')$$
$$U_{ko} - U_k = (I + I_R) \cdot R_i + I \cdot R - I_{Ro} \cdot R_i$$

und daraus mit (4′):

$$U_{ko} - U_k = I \cdot R_i + I \cdot R - I \cdot R_i \cdot R \cdot S$$

oder $U_{ko} - U_k = I \cdot R_i \left(1 + \frac{R}{R_i} - R \cdot S\right)$. (5′)

Gleichung (5′) zeigt, daß in der Schaltung nach Bild 12 die Auswirkung des Innenwiderstandes grundsätzlich beliebig weit herabgesetzt werden kann.

Neue Art der Messung der Röhren-Steilheit

Von Dr. O. M a c e k, München

Es ist oft erwünscht, die Steilheit einer Röhre in ihrer Abhängigkeit von der Anoden- und Schirmgitterspannung zu kennen. Die folgend beschriebene Schaltung läßt sich zu einem einfachen Gerät ausbauen, mit dem die Steilheit beliebiger Röhren in unmittelbarer Anzeige gemessen werden kann. Sie beruht auf der Eigenschaft der Röhre, als Kapazität zu wirken, wenn zwischen Gitter und Anode ein Kondensator liegt.

Schaltung einer Röhre als Kapazität

Bild 1 veranschaulicht die Verwendung einer Dreipolröhre als Kapazität. Die Einfügung eines Schirmgitters ändert an der

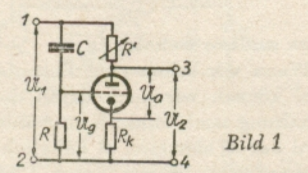


Bild 1

grundsätzlichen Wirkungsweise der Röhre nichts, so daß die folgende Betrachtung auch für Fünfpolröhren gilt. Der Kondensator C zwischen dem Speisepunkt 1 und dem Gitter der Röhre sowie der Gitterableitwiderstand R bilden einen phasendrehenden Spannungsteiler. Es gilt, wenn $\mathfrak{U}_1$ die Eingangsspannung zwischen 1 und 2 ist:

$$\frac{\mathfrak{U}_1}{\mathfrak{U}_g} = \frac{R + \frac{1}{j\omega C}}{R}, \; \mathfrak{U}_1 = \mathfrak{U}_g \left(1 + \frac{1}{j\omega CR}\right) = \\ = \mathfrak{U}_g \left(1 - j\,\frac{1}{\omega CR}\right). \qquad (1)$$

Der Anodenstrom $\mathfrak{J}_a$ der Röhre ist in Phase mit $\mathfrak{U}_g$ und durch

$$\mathfrak{J}_a = S \cdot \mathfrak{U}_g \qquad (2)$$

gegeben, worin S die Steilheit der Röhre an dem durch den Kathodenwiderstand R_k sowie durch die Anodenspannung und gegebenenfalls auch durch die Schirmgitterspannung bestimmten Arbeitspunkt bedeutet. Die Anodenspannung $\mathfrak{U}_a$ unterscheidet sich von $\mathfrak{U}_1$ um den Spannungsabfall an den beiden Widerständen R' und R_k:

$$\mathfrak{U}_a = \mathfrak{U}_1 - \left(\mathfrak{J}_a R' + \mathfrak{J}_a R_k + \frac{\mathfrak{U}_a}{W} \cdot R'\right), \qquad (3)$$

worin W der Verbraucherwiderstand bedeutet, der hier als sehr groß anzunehmen ist (Leerlauf).

Für den komplexen Widerstand $\mathfrak{R}_R$, den die Röhre darstellt, folgt aus (3):

$$\mathfrak{U}_a = \frac{\mathfrak{U}_1 - \mathfrak{J}_a\,(R' + R_k)}{1 + R'/W} = \\ = \mathfrak{R}_R \cdot \mathfrak{J}_a = \mathfrak{R}_R \cdot S \cdot \mathfrak{U}_g.$$

Setzen wir aus (1) für $\mathfrak{U}_1$ ein, so erhalten wir:

$$\frac{\mathfrak{U}_g\,(1 - j/\omega CR) - \mathfrak{J}_a\,(R' + R_k)}{1 + R'/W} = \mathfrak{R}_R \cdot S \cdot \mathfrak{U}_g \qquad (4)$$

und wegen (2):

$$\frac{\mathfrak{U}_g\,(1 - j/\omega CR) - S\mathfrak{U}_g\,(R' + R_k)}{1 + R'/W} = \mathfrak{R}_R \cdot S \cdot \mathfrak{U}_g.$$

Wenn wir auf beiden Seiten $S \cdot \mathfrak{U}_g$ herausheben, so ergibt sich (da $S\mathfrak{U}_g \neq 0$) der komplexe Widerstand der Röhre zu:

$$\mathfrak{R}_R = \frac{(1 - j/\omega CR)/S - (R' + R_k)}{1 + R'/W} \qquad (5)$$

oder nach Trennung in Wirk- und Blindanteil:

$$\mathfrak{R}_R = \frac{1/S - (R' + R_k) - j \cdot \frac{1}{\omega CR \cdot S}}{1 - R'/W}. \qquad (6)$$

$\mathfrak{R}_R$ ist im allgemeinen ein komplexer Widerstand, der für den Fall $1/S = R' + R_k$ zu einem reinen, kapazitiven Blindwiderstand wird. Macht man also $R' + R_k$ gleich $1/S$, so wirkt die Röhre als reine Kapazität

$$C' \approx SCR, \qquad (7)$$

wenn W groß gegen R' ist, was immer zutrifft.

Die Messung der Steilheit

Wir verwenden die Röhre mit dem komplexen Widerstand

$$\mathfrak{R}_R \approx [1/S - (R' + R_k)] - j\,\frac{1}{\omega CRS} \quad (8)$$

in einem Spannungsteiler und schalten sie nach Bild 2 mit einem Netzgerät, das einen

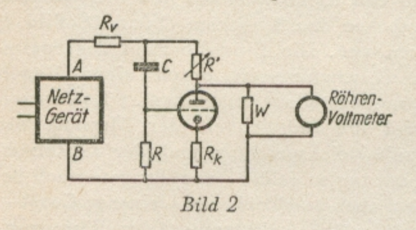


Bild 2

geringen Brumm aufweist, und mit einem empfindlichen Röhrenvoltmesser zusammen. Hierfür gilt das Ersatzschaltbild 3.

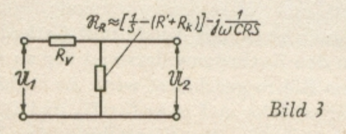


Bild 3

Falls W groß ist gegen den Innenwiderstand der Röhre, was in unserem Leerlauffall zutrifft, folgt aus Bild 3 folgende Spannungsteilung:

$$\frac{\mathfrak{U}_1}{\mathfrak{U}_2} = \frac{R_v + \mathfrak{R}_R}{\mathfrak{R}_R} = 1 + \frac{R_v}{\mathfrak{R}_R}.$$

$$\frac{\mathfrak{U}_2}{\mathfrak{U}_1} = \frac{1}{1 + \frac{R_v}{\mathfrak{R}_R}} =$$

$$= \frac{1}{1 + \frac{R_v}{[1/S - (R' + R_k)] - j\,\frac{1}{\omega CRS}}}. \quad (9)$$

Dieses Spannungsverhältnis nimmt einen Kleinstwert an, wenn die Brummspannung am weitesten unterdrückt wird. Wir stellen also mit dem Widerstand R' den Mindestbrumm ein. Der Widerstand R_k, der an und für sich auch veränderlich ist, sei dabei zunächst Null, d. h. wir messen die Steilheit bei der Gittervorspannung Null. Der Mindestwert des Brumms wird erreicht, wenn der Ausdruck $[1/S - (R')] - j\,\frac{1}{\omega CRS}$ einen Kleinstwert erreicht. Dies trifft zu für $1/S = R'$ (R_k ist Null), da dafür der Wirkanteil verschwindet. Für die Messung der Steilheit gilt also die Vorschrift: Man ändere R', bis U_2 am kleinsten wird.

Die Gleichspannung zwischen den Klemmen 1 und 2 (Bild 1) und zwischen den Eingangsklemmen A und B (Bild 2) kann beliebig verändert werden, vorausgesetzt, daß die Röhre noch arbeitet. Ebenso kann eine vorhandene Schirmgitterspannung beliebig verändert werden. Wenn man nicht Mittelwerte der Steilheit, sondern Werte für einen bestimmten Arbeitspunkt bekommen will, darf der Wert der Wechselspannung an den Klemmen A und B (Bild 2) nicht zu groß sein, sondern muß in der Größenordnung der Wechselspannungen liegen, die im normalen Betrieb an der Röhre liegen (z. B. für Rundfunkröhren also weniger als 1 V).

Ist R_k nicht Null, so kann mittels R_k die Gittervorspannung eingestellt werden. Für $R_k = 0$ gilt für den Kleinstwert von $\mathfrak{U}_2$ die Beziehung: Es muß die Summe $R' + R_k$, gleich der reziproken Steilheit gemacht werden:

$$R' + R_k = 1/S.$$

Die Formel besagt, daß R_k nicht größer als $1/S$ gemacht werden dürfte, da R' nicht kleiner als Null werden kann. S ist jedoch nicht konstant, sondern sinkt um so weiter ab, je größer R_k bemessen wird. Daher dürfte man dem Widerstand R_k beliebig große Werte geben. Allerdings hat R' bei großem R_k und bei geringer Steilheit fast keinen Einfluß mehr. Deshalb wird diese Methode für sehr große Kathodenwiderstände ungenau.

Das Gerät ermöglicht es aber auf jeden Fall, die Kurve $S = f(U_g)$ oder $S = f(R_k)$, also die Steilheit als Funktion der Gittervorspannung oder als Funktion des Kathodenwiderstandes unmittelbar aufzunehmen. Sind R' und R_k geeicht, so ist einfach

$$S = \frac{1}{R' + R_k}.$$

Der Aufbau der Steilheitsmeßgeräte

Man kann zwei Arten des Gerätes bauen. Das einfache Gerät hat eine Schaltung nach Bild 2, in dem ein schlecht gesiebtes Netzgerät mit einem wirksamen Wert der Brummspannung von etwa 2 V (Summe aller Wechselspannungen von 100, 200, 300 . . . Hz) verwendet wird. Es enthält ein aus dem Netzteil gespeistes empfindliches Dreipolröhrenvoltmeter mit Gittergleichrichtung, mit dem man noch 0,05 V leicht messen kann.

Das Produkt aus der Kapazität C (μF) und dem Widerstand R (MΩ) soll ungefähr den Wert 0,03 haben. Diesen Wert berechnet man aus (9) für den Kleinstwert von $\mathfrak{U}_2$, wenn man für den Siebfaktor $\frac{\mathfrak{U}_1}{\mathfrak{U}_2}$ den Wert $\frac{2}{0{,}05} = 40$ einsetzt, $\omega = 628$, $S \approx 0{,}002$ A/V, $R_v = 1000\ \Omega$ und $1/S - R' = 0$ setzt.

$$\frac{U_1}{U_2} = 40 = \sqrt{1 + R_v^2 \omega^2 C^2 R^2 S^2};$$

$$628 \cdot C \cdot R \cdot 2 \approx 40; \; C \cdot R \approx 0{,}032.$$

Nimmt man also als Gitterableitwiderstand den Wert 1 MΩ, so soll C ungefähr den Wert 30 000 pF haben. Läßt sich das Röhrenvoltmeter nicht genügend empfindlich machen, so können R_v, oder R, oder C kleiner gewählt werden. Damit wird der Siebfaktor kleiner und $\mathfrak{U}_2$ größer.

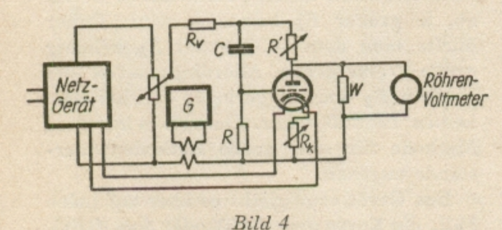


Bild 4

Das Gerät der anderen Art ist größer und mißt genauer (Bild 4). Es enthält einen äußerst gut gesiebten Netzteil und einen Wechselspannungsgenerator G, der eine der Frequenzen 1000 Hz, 10 kHz, 100 kHz, 1 MHz erzeugt. Ferner enthält das Gerät ein aus dem Netzteil gespeistes, auf diese Frequenz abgestimmtes Röhrenvoltmeter (Resonanzröhrenvoltmeter oder phasenrückgekoppelter Verstärker) großer Empfindlichkeit. Die Steilheit der Röhre wird wieder durch Einstellen von R' (und gegebenenfalls auch durch Einstellen von R_k) auf den Kleinstwert der Wechselspannung zwischen den Klemmen C und D (Bild 4) gemessen. Die Einstellbarkeit der Speisegleichspannung ist durch einen Regelspannungsteiler angedeutet. Konstruktiv wird die Möglichkeit der Messung der Speisegleichspannung und der Gittervorspannung so gelöst – wie übrigens auch bei dem oben beschriebenen kleineren Gerät –, daß das Anzeigeinstrument des Röhrenvoltmeters (z. B. ein Drehspuleninstrument mit 0,1 mA Endausschlag) durch Drücken eines Knopfes vom Röhrenvoltmeter abgeschaltet und über entsprechende Vorwiderstände zwischen Anode und Kathode, bzw. an den Kathodenwiderstand der zu messenden Röhre geschaltet wird. Es enthält zwei Eichstriche und zwar für U_a und U_g, während es für die Einstellung des Kleinstwertes, also als Röhrenvoltmeterinstrument, keine Eichung aufzuweisen braucht. Ist die Generator-Ausgangsspannung, die bei normalen Messungen etwa 0,1 V beträgt, regelbar, und kann auch die Empfindlichkeit des Röhrenvoltmeters geregelt werden, so läßt sich mit dem Gerät die Abhängigkeit der „mittleren" Steilheit von dem Wert der am Gitter liegenden Eingangs-Wechselspannung feststellen. Das Röhrenvoltmeter mißt in diesem Fall beim Umlegen eines Schalters die am Gitter liegende Wechselspannung. Hierbei darf der Wert von R nicht zu groß gewählt werden, da sonst der zwischen Gitter und Kathode liegende Widerstand durch Nebenschalten des Röhrenvoltmeters zu stark geändert werden würde.

Schrifttum

Martin W a l d, Dreipolröhre als Überbrückungskondensator im Netzteil von Empfänger- und Verstärkeranlagen, FTM, 1942, Heft 2, S. 15–17.

Sachverzeichnis

Berichtigungen

Auf S. 47 ist in (2) statt $\left|\frac{\mathfrak{J}_1}{\mathfrak{J}_2}\right|$ zu setzen $-\frac{\mathfrak{J}_1}{\mathfrak{J}_2}$.

Auf S. 48 muß es heißen:

in (6) $= - \mathfrak{J}_2 \, [R'_2 + R_{E'_2} + R_{E'_{12}} + R_I +$

in (9) $+ \frac{R_{E\sigma_2} + j\omega\,(L_{\sigma_2} + L_I)}{R_1 + R_{E_{12}} + j\omega\, L_{12}}$,

in (10) $R_2 + R_I + R_{Eh_2} + j\omega\, L_{h_2}$.

Verantwortl. für den Inhalt: Prof. Dr.-Ing. F. Bergtold, VDE., München. Anzeigenleiter Th. Ballenberger, Stuttgart, z. Zt. b. d. Wehrmacht. Verantwortl. für die Anzeigen: Anzeigenleiter Ph. O. Röhm, Stuttgart-I. Z. Zt. gültige Pl. Nr. 6. Verlag Franckh'sche Verlagshandlung, Stuttgart-O. Printed in Germany. Druck: Chr. Belser, Stuttgart